

## ⑫ 公開特許公報(A)

昭62-168407

⑬ Int. Cl.<sup>4</sup>H 03 H 7/18  
H 04 L 27/22

識別記号

庁内整理番号

7328-5J  
J-8226-5K

⑭ 公開 昭和62年(1987)7月24日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全3頁)

⑮ 発明の名称 位相変調信号移相器

⑯ 特 願 昭61-9654

⑰ 出 願 昭61(1986)1月20日

⑱ 発 明 者 小 野 慎 二 東京都港区芝5丁目33番1号 日本電気株式会社内

⑲ 出 願 人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目33番1号

⑳ 代 理 人 弁理士 八幡 義博

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

位相変調信号移相器

## 2. 特許請求の範囲

入力信号を $90^\circ$ 分波し、各分波信号毎に直流制御信号を乗算した後結合する複素乗算器を用いた信号移相器において、 $N$ (偶数)相位相変調波を $N$ 通倍しCW(Constant Wave)にする通倍器と；該通倍器の通倍出力を受けて $90^\circ$ 分波する $90^\circ$ 分波器と；前記通倍器の通倍出力を受けてその位相を連続偏移できる可変移相器と；前記 $90^\circ$ 分波器の2つの各分波出力のそれぞれと前記可変移相器の出力とを乗算する2つのミキサと；該各ミキサ毎にその出力を受け直流成分のみを抽出して前記複素乗算器へ直流制御信号として出力する2つの低域ろ波器と；を具備することを特徴とする位相変調信号移相器。

## 3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は位相変調信号の無限移相器に関する。

(従来の技術)

従来の信号移相手段は第2図の様に所望の移相量に対応する電圧をROM(Read Only Memory)31に記憶させておき、移相時に位相情報信号入力端子3から位相情報信号を入力し、その信号に対するROM31の電圧を乗算回路19および同20にかけ $N$ 相変調信号入力端子1から入力され、 $90^\circ$ 分波器18で分波された各分波出力との積をとり、その出力をハイブリッド(合成器)21で合成するという方法か、又は信号をディレイラインに通して信号を遅延させ位相を偏移させるという方法のいずれかであった。

(発明が解決しようとする問題点)

しかしながら上述した第2図の移相器ではステップでしか位相を変えられず、位相を細かく変えるにはメモリーを多く必要とし、書き込む手間も大となる欠点があり、また、ディレイラインを用いる方法でも位相はステップでしか変えられず、又信号の変換点もずれてしまうという欠点があった。このため、1ビット間の位相差を検出するP

S K 遅延検波回路や信号相関の測定回路等のように位相変調信号同士の位相を合せる必要がある場合、その調整に手間取るといった問題があった。

本発明の目的は、上記従来技術の問題点に顧みて、簡単な回路構成で、位相変調信号の位相を連続的に移相させることのできる移相器を提供することにある。

(問題点を解決するための手段)

本発明は上記の目的を達成するために次の手段構成を有する。即ち、本発明の位相変調信号移相器は、入力信号を $90^\circ$ 分波し、各分波信号毎に直流制御信号を乗算した後結合する複素乗算器を用いた信号移相器において、 $N$ (偶数)相位相変調波を $N$ 通倍しCW (Constant Wave)にする通倍器と；該通倍器の通倍出力を受けて $90^\circ$ 分波する $90^\circ$ 分波器と；前記通倍器の通倍出力を受けてその位相を連続偏移できる可変移相器と；前記 $90^\circ$ 分波器の2つの各分波出力のそれぞれと前記可変移相器の出力とを乗算する2つのミキサと；該各ミキサ毎にその出力を受け直流成分

$$S_m = \sin \{ N\omega t + 2\pi + N\theta(t) \} \\ = \sin \{ N\omega t + N\theta(t) \} \quad \text{---(2)}$$

となる。この信号 $S_m$ を $90^\circ$ 分波器12で分波すると分波された2つの信号 $S_s$ および $S_c$ はそれぞれ

$$S_s = \sin \{ N\omega t + N\theta(t) \} \quad \text{---(3)}$$

$$S_c = \cos \{ N\omega t + N\theta(t) \} \quad \text{---(4)}$$

と表すことができる。

一方、 $N$ 通倍信号 $S_m$ をCW可変移相器13で位相を $\theta_v$ だけ移相された信号 $S_\theta$ は

$$S_\theta = \sin \{ N\omega t + N\theta(t) - \theta_v \} \quad \text{---(5)}$$

で表される。この信号 $S_\theta$ はミキサ回路14および同15へ加えられている。一方、信号 $S_s$ がミキサ回路14に加えられ、信号 $S_c$ がミキサ回路15に加えられるとすると、ミキサ回路14の出力 $S_m$ とミキサ回路15の出力 $S'_m$ はそれぞれ次の(6)式および(7)式で表される。

$$S_m = S_s \cdot S_\theta = (3) \text{式} \times (5) \text{式} \quad \text{---(6)}$$

$$S'_m = S_c \cdot S_\theta = (4) \text{式} \times (5) \text{式} \quad \text{---(7)}$$

次いで、信号 $S_m$ は低域ろ波器16を通過し、

のみを抽出して前記複素乗算器へ直流制御信号として出力する2つの低域ろ波器と；を具備することを特徴とする位相変調信号移相器である。

(作用)

次に本発明の作用を図面を参照して説明する。第1図は本発明の位相変調信号移相器の実施例の構成を示すブロック図である。第1図で1は $N$ 相変調信号入力端子、2は移相後の $N$ 相変調信号出力端子、11は $N$ 通倍回路、12、18は $90^\circ$ 分波器、13はCW (Constant Wave) 可変移相器、14、15はミキサ回路、16、17は低域ろ波器、19、20は乗算回路、21はハイブリッド(合成器)である。なお、 $N$ は偶数である。今、入力端子1から入力する位相変調信号 $S_i$ を

$$S_i = \sin \{ \omega t + 2\pi / N + \theta(t) \} \quad \text{---(1)}$$

但し、 $\omega$ : 角周波数、 $N$ : 位相変調の相数、

$\theta(t)$ : 時刻 $t$ における位相

とすると、 $S_i$ を $N$ 通倍回路で $N$ 通倍した信号 $S_m$ は

信号 $S'_m$ は低域ろ波器17を通過するので(6)式および(7)式中の高周波成分は抑圧され直流成分のみが出力され、低域ろ波器16の出力 $S_m$ および低域ろ波器17の出力 $S'_m$ はそれぞれ(8)式、(9)式のようになる。

$$S_m = \cos \theta_v \quad \text{---(8)}$$

$$S'_m = -\sin \theta_v \quad \text{---(9)}$$

そして、信号 $S_m$ は乗算回路19へ加えられ、信号 $S'_m$ は乗算回路20へ加えられる。

無限移相器の複素乗算器にかけられる信号はいかなる移相においても移相後の振幅を一定にする必要がある為、制御信号のRMS (Root Mean Square) 値は一定である必要があるがこの回路での制御信号である(8)式と(9)式は

$$\sqrt{(\cos \theta_v)^2 + (-\sin \theta_v)^2} = 1 \quad \text{---(10)}$$

となり条件を満足している。

次に、信号 $S_i$ を $90^\circ$ 分波器18で分波した2つの分波出力 $S_{i1}$ および同 $S_{i2}$ は次の(11)式、(12)式で表すことができる。

$$S_{i1} = \sin \{ \omega t + 2\pi / N + \theta(t) \} \quad \text{---(11)}$$

$$S_{1c} = \cos \{ \omega t + 2\pi / N + \theta(t) \} \quad \text{--- (12)}$$

今、信号  $S_{1a}$  が乗算回路 19 へ加えられ、信号  $S_{1c}$  が乗算回路 20 に加えられると、乗算回路 19 の出力信号は信号  $S_{MF}$  と同  $S_{1a}$  の積となり、乗算回路 20 の出力信号は信号  $S'_{MF}$  と同  $S_{1c}$  の積となる。そして、これら 2 つの積信号はハイブリッド 21 で加算されるのでハイブリッド 21 の出力信号  $S_o$  は

$$\begin{aligned} S_o &= S_{1a} \cdot S_{MF} + S_{1c} \cdot S'_{MF} \\ &= \sin \{ \omega t + 2\pi / N + \theta(t) \} \cdot \cos \theta_v \\ &\quad + \cos \{ \omega t + 2\pi / N + \theta(t) \} \cdot (-\sin \theta_v) \\ &= \sin \{ \omega t + 2\pi / N + \theta(t) - \theta_v \} \quad \text{--- (13)} \end{aligned}$$

となる。これは入力帯域信号の位相を  $\theta_v$  可変させたものであることを示している。

良く知られている様に CW の可変移相器は低域ろ波器の可変コンデンサを調整すること等により連続可変できる為、CW 可変移相器 13 は  $\theta_v$  を連続可変することができるので、N 相変調信号の位相を連続可変できることになる。

(発明の効果)

本発明の移相器は、以上詳細に説明した構成と

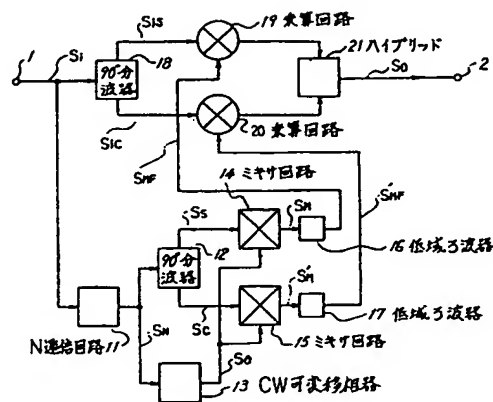
作用により N 相の位相変調信号の移相を、従来の移相器のようなステップ可変ではなく連続可変出来るという利点がある。従って、1 ビット間の位相差を検出する PSK 遅延検波回路や信号相関の測定回路等において位相変調信号同士の位相を合わせることが容易にでき調整時間の軽減に大きな効果をもたらすことができるという利点がある。

#### 4. 図面の簡単な説明

第 1 図は本発明の実施例の構成を示すブロック図、第 2 図は従来の可変移相器の構成を示すブロック図である。

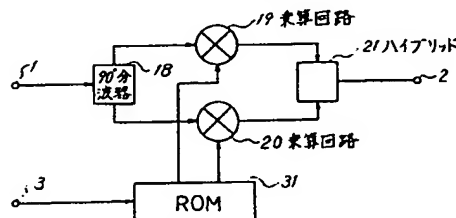
1 …… N 相変調信号入力端子、 2 …… 移相後の N 相変調信号出力端子、 3 …… 位相情報信号入力端子、 11 …… N 通倍回路、 12, 18 …… 90° 分波器、 13 …… CW 可変移相器、 14, 15 …… ミキサ回路、 16, 17 …… 低域ろ波器、 19, 20 …… 乗算回路、 21 …… ハイブリッド (合成器)、 31 …… ROM。

代理人 弁理士 八 幡 義 博



本発明の実施例の構成

第 1 図



従来の可変移相器の構成

第 2 図